МАССОВАЯ РАДИО БИБЛИОТЕКА

Е. М. ДРИЗЕ

СТРОЧНАЯ РАЗВЕРТКА НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРАХ



МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 685

Е. М. ДРИЗЕ

СТРОЧНАЯ РАЗВЕРТКА НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРАХ



«ЭНЕРГИЯ»

МОСКВА 1968

6Ф3.3
Д 74
УДК 621.397.122

Дризе Е. М.

Д 74 Строчная развертка на полупроводниковых приборах. М., «Энергия», 1968.

32 с. с илл. (Массовая радиобиблиотека. Вып. 685).

Кратко изложены общие принципы построения блока строчной развертки и приведена методика расчета отдельных его каскадов. Описаны схемы выходного каскада строчной развертки цветного телевизора, а также выходного каскада на тиристоре. Брошюра рассчитана на подготовленных радиолюбителей.

3-4-5
363-68

6Ф3.3.

ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ БЛОКА СТРОЧНОЙ РАЗВЕРТКИ

Блок строчной развертки служит для управления перемещением электронного луча кинескопа. Главная функция блока состоит в формировании импульсов тока пилообразной формы. Протекая в отклоняющих катушках, они создают на пути электронного луча линейно изменяющееся магнитное поле. Это магнитное поле заставляет луч отклоняться от оси кинескопа в горизонтальной плоскости.

В простых ламповых телевизорах для синхронизации задающих каскадов развертывающих устройств непосредственно используются синхроимпульсы, выделяемые из телевизионного сигнала. В схемах, построенных на транзисторах, для синхронизации блока строчной развертки следует использовать систему автоматической подстройки фазы (АПФ).

Это объясняется тем, что для сплавных транзисторов, используемых в блоке строчной развертки, характерно значительное время рассасывания при работе в ключевом режиме, поэтому принудительную синхронизацию применять не следует, так как при этом изображение будет сдвинуто по горизонтали примерно на $^1/_5$ длины строки.

Блок строчной развертки, помимо формирования пилообразных импульсов тока для отклонения луча, выполняет много других функций, например получение высокого напряжения (15—25 *кв*) для питания второго анода и напряжения (600—6 000 *в*) для фокусирующего электрода кинескопа, а также импульсов для гашения обратного хода луча, управления работой АРУ и АПФ. Более подробно эти функции блока строчной развертки будут рассмотрены ниже. Структурная схема блока строчной развертки и связи с другими блоками показаны на рис. 1.

Видеосигнал снимается с части нагрузки видеоусилителя и подается на амплитудный селектор *1*. Амплитудный селектор отделяет синхроимпульсы от других видеосигналов и осуществляет частичную защиту синхронизации от кратковременных импульсных помех.

Пройдя усилитель *2*, синхроимпульсы дифференцируются и поступают на схему АПФ. Кадровый синхроимпульс отделяется путем интегрирования и поступает на вход задающего каскада кадровой развертки. Напряжение с выхода схемы АПФ управляет работой задающего каскада строчной развертки *3*. Этот каскад генерирует импульсы, которые после усиления по мощности буферным каскадом *4* управляют работой выходного каскада *5*. Он формирует пилообразный ток, которому в отклоняющих катушках соответствует импульс обратного хода на обмотках выходного строчного трансформатора *6*.

Трансформированные импульсы обратного хода поступают на схему гашения обратного хода, схему АРУ и высоковольтный выпрямитель.

Схема гашения обратного хода луча существует не во всех телевизорах. У ранее выпускавшихся кинескопов формат экрана соответствовал отношению сторон изображения $^3/_4$. Для такого формата длительность обратного хода строчной развертки была

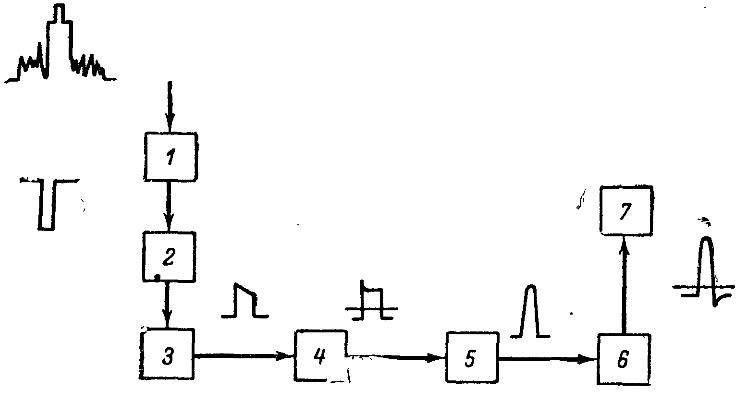


Рис. 1. Структурная схема блока строчной развертки.

равна 10—12 *мксек*. Гашение обратного хода в этом случае обеспечивалось бланкирующим импульсом видеосигнала. В современных кинескопах для черно-белого телевидения принят другой формат—$^4/_5$, а длительность обратного хода при этом составляет 14 *мксек*, поэтому необходим гасящий импульс, равный по длительности обратному ходу развертки.

Синхронизация блока строчной развертки. Качество телевизионного изображения зависит от эффективности синхронизации разверток. При увеличении чувствительности телевизора необходимо принимать специальные меры для устранения действия помех на систему синхронизации.

Требованиям высокой помехоустойчивости отвечает схема инерционной синхронизации строчной развертки. Постоянную времени цепи управления автоподстройки можно выбрать такой, что схема окажется нечувствительной к кратковременным импульсным помехам и к временному пропаданию самих синхроимпульсов из-за воздействия помех. Схема синхронизации (рис. 2) содержит амплитудный селектор, усилитель синхроимпульсов, фазовый дискриминатор и фильтр нижних частот.

Импульс с части нагрузки видеоусилителя подается на базу транзистора T_1 (амплитудный селектор) через конденсатор C_1. Постоянное напряжение смещения к базе транзистора не подводится. В момент прихода синхроимпульса конденсатор C_1 начинает заряжаться через переход база — эмиттер транзистора T_1. При отсутствии синхроимпульсов конденсатор разряжается через резистор утечки R_1 и обратное сопротивление перехода база — эмиттер транзистора, поддерживая транзистор T_1 в запертом состоянии. Величину емкости конденсатора C_1 и резистора R_1 следует выбрать так,

чтобы транзистор был насыщен при наличии синхроимпульса и заперт, когда его нет. Рис. 3 поясняет работу селектора. При изменении напряжения на базе транзистора на несколько долей вольта напряжение на выходе изменяется на величину $E/2$, так как нагрузка селектора выполнена в виде делителя из равных сопротивлений R_3 и R_4. Это вызвано тем, что на вход усилителя синхроимпульсов не должны поступать импульсы, превышающие по вели-

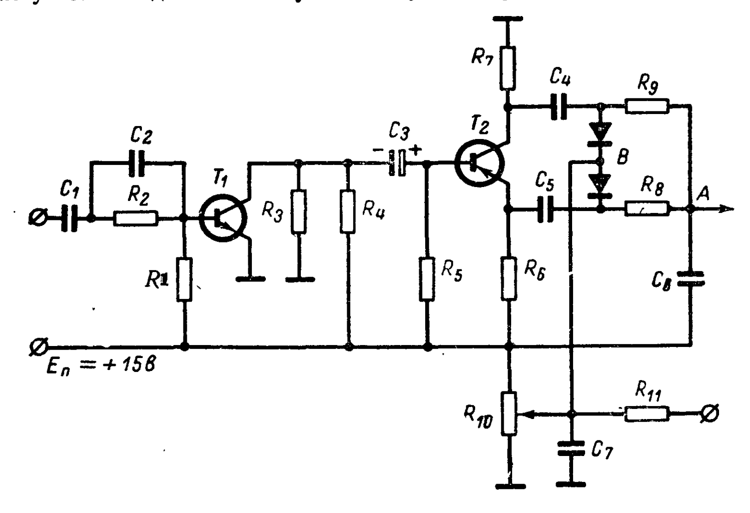


Рис. 2. Схема инерционной синхронизации строчной развертки.

чине $E/2$, поскольку каскад усилителя имеет равные нагрузки в цепях эмиттера и коллектора. Параллельная цепочка R_2C_2 предохраняет канал синхронизации от действия кратковременных импульсных помех большой амплитуды. Импульсы помехи заряжают конденсатор C_2, создавая дополнительное смещение, и селектор при действии мощной помехи запирается. Кроме того, цепочка R_2C_2 улучшает прохождение кадровых синхроимпульсов, поскольку R_2 увеличивает время заряда конденсатора C_2.

После селектора синхроимпульсы усиливаются фазоинверторным каскадом на транзисторе T_2 и в противоположных полярностях поступают через конденсаторы C_4 и C_5 на диоды фазового дискриминатора. Сюда же подаются проинтегрированные импульсы обратного хода строчной развертки (точка B). Если фазы синхроимпульсов и импульсов обратного хода не совпадают, то на выходе дискриминатора появляется регулирующее напряжение, так как в этом случае через диоды протекают разные токи и конденсаторы C_4 и C_5 заряжаются до различных напряжений. Напряжение, выделившееся на фильтре нижних частот (точка A), корректирует частоту следования импульсов задающего каскада строчной развертки. Если регулирующее напряжение не уменьшает разность частот или фаз, а увеличивает, то следует изменить полярность импульсов обратного хода.

Задающий генератор блока строчной развертки транзисторного телевизора — это чаще всего блокинг-генератор. Этот каскад дол-

жен иметь высокое входное сопротивление для сигнала управления и высокую стабильность параметров при изменении режима и температуры.

Высокое входное сопротивление обеспечивается эмиттерным повторителем или размещением времязадающих элементов в эмиттерной цепи транзистора. Для стабильности частоты в базовую цепь включают так называемый «звенящий контур», настроенный

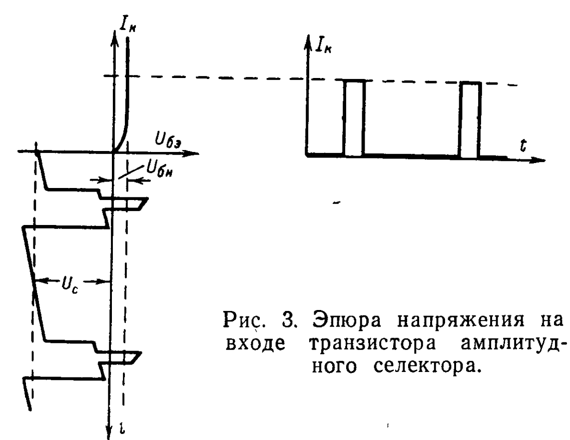


Рис. 3. Эпюра напряжения на входе транзистора амплитудного селектора.

на $1{,}5f_{стр}$, где $f_{стр}$ — частота строк. Для защиты от импульсных помех на входе блокинг-генератора ставят фильтр.

Строгий расчет блокинг-генератора является весьма сложной задачей, поэтому ограничимся качественным анализом и приведем некоторые приближенные формулы расчета и экспериментальные результаты.

Рассмотрим схему блокинг-генератора с эмиттерно-базовой связью (рис. 4). Период срабатывания блокинг-генератора определяется длительностью нахождения транзистора в запертом состоянии. Транзистор блокинг-генератора заперт, пока напряжение $U_{бэ}>0$. Отрицательное смещение создается конденсатором $C_э$ в результате заряда его эмиттерным током во время формирования импульса. Когда напряжение достигает величины $U_{эm}$, он разряжается через резистор $R_э$ и поддерживает транзистор в запертом состоянии. Время паузы определяется по формуле

$$T_п = R_э C_э \ln\left(1 + \frac{U_{эm}}{I_{э0} R_э}\right). \qquad (1)$$

Обычно принимают $R_э = 1$ *ком*, а $C_э = 0{,}02$ *мкф*. При этом $\tau_и = 20$ *мксек*.

Длительность импульса значительно зависит от сопротивления резистора $R_ш$, шунтирующего базовую обмотку блокинг-генератора. Экспериментально было установлено: $R_ш = 6$—10 *ком*; $n = W_б/W_э = 5$; $L_э = 1$—2 *мгн*, где $W_б$ и $W_э$ — число витков обмоток трансформатора блокинг-генератора базовой и эмиттерной цепей соответственно, n — коэффициент трансформации.

Резисторы в коллекторной цепи (R_1 и R_2) влияют как на длительность, так и на частоту импульсов. Для того чтобы последующие каскады не влияли на работу блокинг-генератора, выбирают $R_1+R_2\approx 1—5$ *ком* при $R_1\approx 10R_2$. Частоту строк можно регулировать изменением смещения на базе с помощью потенциометрического делителя.

Для сохранения синхронизации в начале каждого полукадра в базовую цепь блокинг-генератора включен высокодобротный «звенящий» контур. Конструктивно «звенящий» контур выполняется на цилиндрическом каркасе с резьбовым сердечником, используемым для настройки.

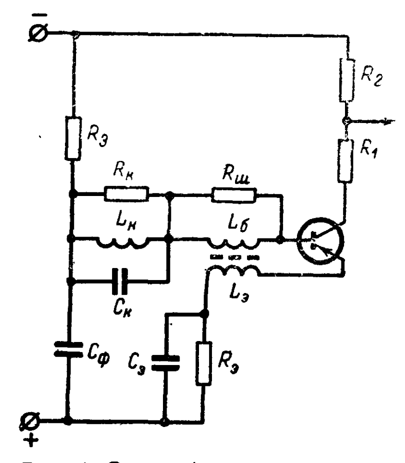


Рис. 4. Схема блокинг-генератора строчных импульсов.

Трансформатор может быть выполнен на ферритовом магнитопроводе типа Ш-4 2000 НМ или броневого типа Б14—Б18 1500 НМ—2000 НМ, а также на трансформаторной стали Ш4—Ш6 $W_б=500$, $W_э=100$. Обе обмотки наматываются проводом ПЭВ-2 диаметром 0,1 *мм.*

Предвыходной каскад в блоке строчной развертки выполняет функции усилителя мощности. Предвыходной каскад содержит один или два транзистора в зависимости от мощности, необходимой для нормальной работы выходного каскада (рис. 5).

Транзистор T_1 имеет проводимость, обратную проводимости транзистора T_2. Он находится в запертом состоянии и открывается импульсами положительной полярности. Длительность импульсов должна быть не менее длительности обратного хода.

Через трансформатор $Тр_1$ импульсный сигнал поступает на вход транзистора T_2, который отпирается на время t_1 и заперт в течение t_2 (рис. 6). Через согласующий трансформатор $Тр_2$ мощный импульсный сигнал подается на вход выходной ступени таким образом, чтобы во время прямого хода развертки выходной транзистор был отперт, а во время обратного хода заперт. Расчет предвыходного каскада складывается из расчета трансформаторов и определения режима транзисторов.

Для обеспечения режима насыщения выходного транзистора ток базы должен быть несколько больше $I_{б.н}$:

$$I_{б.н}=\frac{I_{кm}}{B_{мин}}. \quad (2)$$

Примем $I_б=1{,}5\,I_{б.н}$. По входной характеристике определим напряжение, соответствующее току $I_б$. На выходе трансформатора $Тр_2$

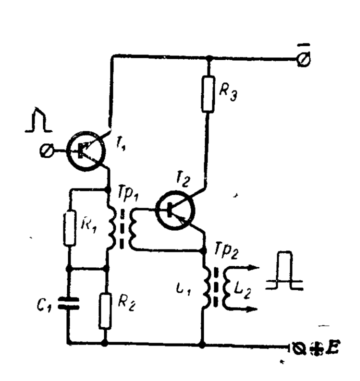


Рис. 5. Предварительный каскад.

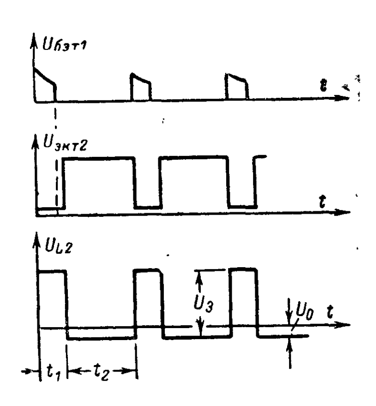


Рис. 6. Напряжения на элементах предварительного каскада.

амплитуды отпирающего U_0 и запирающего $U_з$ импульсов связаны соотношением

$$U_0 t_2 = U_з t_1,$$

$$U_з = \frac{U_0 t_2}{t_1}. \qquad (3)$$

Полное напряжение на входе оконечного каскада

$$U_{упр} = U_0 + U_з = U_0 \left(1 + \frac{t_2}{t_1}\right).$$

Амплитуда U_0 должна быть равна напряжению, определенному по характеристике, поэтому

$$U_{упр} = U_{б.э} \left(1 + \frac{t_2}{t_1}\right). \qquad (4)$$

Транзистор T_2 работает в ключевом режиме. Так как он насыщен, длительность t_1 несколько больше, чем длительность обратного хода. Если пренебречь индуктивностью рассеяния трансформатора $Тр_2$, падением напряжения на R_3 и открытом транзисторе, то напряжение на первичной обмотке трансформатора равно напряжению источника питания. Следовательно,

$$E = U_{упр} n. \qquad (5)$$

Отсюда можно получить коэффициент трансформации. Предполагается, что трансформатор нагружен на активное входное сопротивление транзистора T_2, а индуктивность рассеивания и собственное сопротивление обмоток не учитываются.

Эквивалентная схема трансформатора показана на рис. 7.

$$\left.\begin{aligned} R'_{вх} &= R_{вх} n^2; \\ R_{вх} &= \frac{U_{б.э}}{I_б}; \\ I'_б &= \frac{I_б}{n}. \end{aligned}\right\} \qquad (6)$$

Индуктивности обмоток согласующего трансформатора определяются из условия неискаженной передачи импульса. Реактивное сопротивление x_L на самой низкой частоте сигнала должно быть значительно больше $R'_{вх}$. Следовательно,

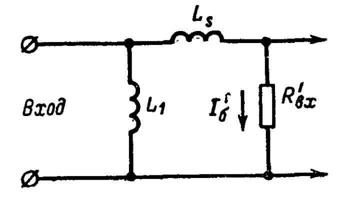


Рис. 7. Эквивалентная схема трансформатора.

$$\omega_{ст} L_1 \gg R'_{вх}.$$

Обычно принимают

$$\omega_{ст} L_1 = (20 \div 30)\, R'_{вх}. \qquad (7)$$

Индуктивность вторичной обмотки, напряжение $U_{к2}$ и ток $I_{к2}$:

$$L_2 = \frac{L_1}{n^2}; \quad U_{к2} \approx E; \quad I_{к2} = I'_б = \frac{I_б}{n}. \qquad (8)$$

Ток базы транзистора T_2 равен:

$$I_{б2} = \frac{I_{к2}}{B_{мин}}.$$

Таким образом, мы определили режим работы транзистора T_2. Расчет трансформатора $Тр_1$ и режима транзистора T_1 производится аналогично.

Ток базы выходного каскада будет определен при расчете выходных каскадов.

ВЫХОДНОЙ КАСКАД

Анализ работы идеальной схемы. Выходной каскад создает в отклоняющих катушках пилообразные импульсы тока. Линейно нарастающий ток в катушке индуктивности можно получить, если подключить ее к источнику постоянного напряжения. При этом, строго говоря, ток в катушке будет не линейной, а экспоненциальной формы, однако на начальном участке ток можно с известной погрешностью считать линейным.

Для получения последовательности импульсов тока пилообразной формы надо периодически отключать катушки от источника

постоянного напряжения. После отключения в катушке начинается колебательный процесс, соответствующий обратному ходу развертки. По этому принципу работает наиболее распространенная схема горизонтальной развертки с двусторонним ключом. Рассмотрим ее упрощенный вариант (рис. 8). Роль двустороннего ключа выполняют транзистор и диод. Транзистор управляется входными импульсами (рис. 9). Во время прямого хода он находится в режиме насыщения, напряжение на нем весьма мало, и к катушке приложено постоянное напряжение источника питания. Линейно нарастающий ток протекает через катушку отклоняющей системы с индуктивностью L, транзистор, находящийся в режиме насыщения, и источник питания. К концу прямого хода ток в катушке достигает максимальной величины. Запирание транзистора приводит к возникновению затухающего колебательного процесса. Контур, образованный катушкой и конденсатором, настроен, так, что период его свободных колебаний равен удвоенной длительности обратного хода. После запирания транзистора ток в катушке падает, а напряжение на конденсаторе растет. В момент времени $t=T_{о.х}/2$ ток в катушках равен нулю, а напряжение на конденсаторе максимально. Через половину периода, в момент $t=T_{о.х}$ напряжение на конденсаторе изменит полярность, а ток в катушках достигнет максимальной величины, протекая в обратном направлении. При изменении полярности напряжения на конденсаторе диод открывается, и катушка вновь оказывается подключенной к источнику напряжения. В начале нового периода прямого хода развертки транзистор должен быть вновь переведен внешним импульсом в режим насыщения, пока работает демпферный диод. При выборе типа транзистора необходимо учесть, что допустимое напряжение должно быть больше импульса напряжения на конденсаторе во время обратного хода, а допустимый ток в режиме насыщения больше максимального значения тока в конце прямого хода развертки. Значения предельного тока и обратного напряжения для демпфер-

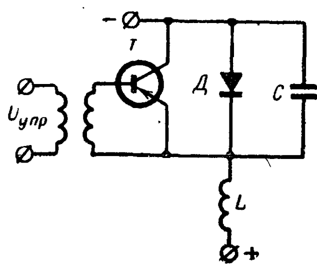


Рис. 8. Эквивалентная схема выходного каскада.

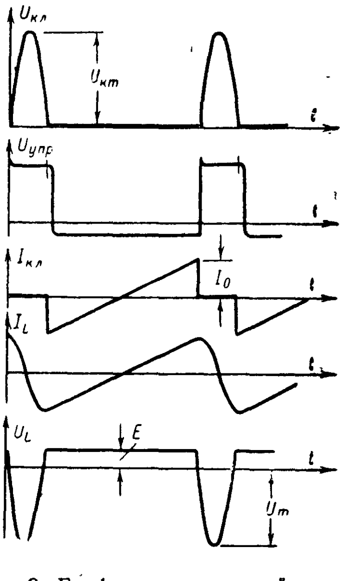


Рис. 9. Графики напряжений и токов в схеме выходного каскада.

ного диода также должны быть больше указанных величин. Время запирания транзистора должно быть много меньше длительности обратного хода, ибо мощность, рассеиваемая транзистором при переключении, резко возрастает при увеличении времени запирания. Пока будем считать двусторонний ключ идеальным, т. е. транзистор и диод переключаются мгновенно и в открытом (насыщенном) состоянии обладают бесконечно малым, а в закрытом состоянии бесконечно большим сопротивлением.

Ток в отклоняющих катушках во время прямого хода при насыщенном транзисторе (замкнутом ключе)

$$I=\frac{E}{L}t-I_0, \qquad (9)$$

где I_0 — ток, протекающий через ключ в одном направлении. Линейное изменение тока происходит в течение времени $T-T_{о.х}=T_{п.х}$. Поэтому в формуле (9) t принимает значения от 0 до $T_{п.х}$. Для схемы без потерь энергия, запасенная в индуктивности отклоняющих катушек, полностью возвращается в источник питания. Поэтому I_0 равно половине полного размаха тока

$$I_0=\frac{E}{2L}T_{п.х}.$$

Поскольку вся энергия, накопленная в индуктивности во время обратного хода, преобразуется в энергию электрического поля конденсатора C, справедливо соотношение

$$U_c^2 C=I_0^2 L.$$

Отсюда можно получить величину максимального напряжения, приложенного к ключу во время обратного хода. Эта величина ($U_{кm}$) зависит от соотношения длительности прямого и обратного ходов. Для современных широкоугольных кинескопов приняты следующие величины: $T_{о.х}=14$ *мксек*, $T_{п.х}=50$ *мксек*. Используя эти значения для преобразований, легко получить: $U_{Lm}\approx 2\pi E$. Учитывая, что напряжение на ключе равно сумме напряжения источника питания и напряжения на индуктивности, имеем:

$$U_{кm}=E(1+2\pi)\approx 7{,}5E. \qquad (10)$$

Одной из важнейших величин, определяющих режим работы схемы, является магнитная энергия в отклоняющих катушках. Энергия магнитного поля растет по мере увеличения тока в катушках. К концу прямого хода развертки энергия достигает максимальной величины:

$$W_М=\frac{I_0^2 L}{2}.$$

Во время обратного хода энергия магнитного поля переходит сначала в энергию электрического поля конденсатора

$$W_E=\frac{U_{Lm}^2 C}{2},$$

а затем преобразуется в энергию поля отклоняющих катушек, направленного противоположно начальному полю. Для приближенных расчетов потери энергии можно не учитывать.

Энергия магнитного поля для известного типа кинескопа и известной конструкции отклоняющей системы является постоянной величиной и используется в качестве исходного параметра при расчете выходного каскада. С помощью простых преобразований можно получить несколько простых и полезных формул:

$$L = \frac{2W_{\text{M}}}{I_{\text{o}}^2} = \frac{U_{Lm}^2}{W_{\text{M}} 2\omega_0^2}, \qquad (11)$$

где $\omega_0 = \pi / T_{\text{о.х}}$.

Из (11) следует, что с увеличением индуктивности катушек отклоняющей системы (при постоянной величине W_{M}) U_{Lm} растет, а I_0 падает. Очевидно, что максимальная величина $U_{\text{к}m}$ ограничивается допустимым напряжением транзистора и диода, образующих ключ. В свою очередь, уменьшение индуктивности L приводит к уменьшению $U_{\text{к}m}$, но к увеличению I_0. Максимальная величина I_0 также ограничена допустимым током ключа. Для решения вопроса о применении того или иного типа транзистора удобно пользоваться выражением

$$I_0 U_{\text{к}m} = kW_{\text{M}}, \qquad (12)$$

где $k = 5 \cdot 10^5$ *сек*$^{-1}$.

Если допустимые значения токов и напряжений транзистора удовлетворяют неравенству $I_{\text{п.д}} U_{\text{п.д}} > kW_{\text{M}}$, такой транзистор может быть использован для работы в данной схеме. Произведение $I_0 U_{\text{к}m}$ называется разрывной мощностью ключа. Понятие «разрывная мощность» не имеет физического смысла, оно весьма удобно для расчетов и называется мощностью потому, что величина $I_0 U_{\text{к}m}$ имеет размерность вольт-ампер.

В качестве исходного параметра для расчета удобно также пользоваться разрывной мощностью отклоняющей системы:

$$P_{\text{р.о.с}} = 2U_L I_0 \approx 1{,}72 kW_{\text{M}}. \qquad (13)$$

Реальная схема отличается от идеальной только тем, что в этом случае учитываются активное сопротивление катушки и остаточное напряжение на ключе. При замкнутом ключе ток, протекающий через катушки отклоняющей системы, изменяется экспоненциально с постоянной времени τ:

$$i = \frac{E}{R}\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right); \quad \tau = \frac{L}{R},$$

где R — полное сопротивление потерь.

Если величина τ намного больше длительности прямого хода развертки, то ток отклоняющих катушек приближенно можно считать линейным. Постоянная времени должна быть больше 500 *мксек*, так как в этом случае нелинейность тока будет менее 10%.

Главной причиной нелинейности тока развертки является нелинейное сопротивление ключа. На транзисторе и диоде в открытом состоянии имеется некоторое остаточное напряжение, которое рав-

но напряжению насыщения для транзистора и прямому напряжению для диода. Постоянное остаточное напряжение на ключе не является источником нелинейности. Наличие постоянного падения напряжения приводит к уменьшению размаха тока в катушках, так как на катушках действует напряжение $E—U_{ост}$. Но остаточное напряжение на ключе изменяется в зависимости от величины и направления тока, протекающего через ключ (рис. 10). Поскольку напряжение на катушках равно разности напряжения источника питания и остаточного напряжения на ключе, то всякое изменение остаточного напряжения приводит к изменению постоянного напряжения на катушках и создает тем самым нелинейность тока развертки. Абсолютная величина остаточного напряжения и зависимость его от тока должны быть минимальными как для улучшения линейности, так и для уменьшения потерь в ключе. Коэффициент нелинейности развертки складывается из двух главных составляющих H_1 и H_2:

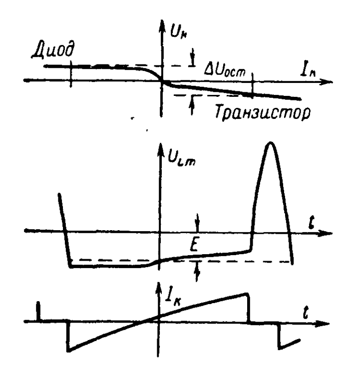


Рис. 10. Вольт-амперная характеристика ключа и графики напряжения и тока.

H_1 — коэффициент нелинейности из-за изменения остаточного напряжения на ключе

$$H_1 = \frac{\Delta U_{ост}}{E}, \qquad (14)$$

H_2 — коэффициент нелинейности из-за наличия активного сопротивления отклоняющих катушек

$$H_2 = \frac{T_{г.х}}{2\tau}, \qquad (15)$$

где $T_{п.х}$ — длительность прямого хода развертки.

Широко используют два способа улучшения линейности. Первый способ состоит в том, что напряжение на отклоняющих катушках в течение всего времени прямого хода поддерживается постоянным. В таком случае $\Delta U_{ост}$ и H_1 минимальны. Это достигается автотрансформаторным включением транзистора и диода (рис. 11). Действительно, коэффициент трансформации между отводами для транзистора и диода можно рассчитать так, чтобы

$$U_1 = nU_2,$$

$$E - U_т = n(E + U_д).$$

Здесь предполагается, что падение напряжения на транзисторе $U_Т$ и падение напряжения на диоде $U_Д$ не изменяются, т. е. динамические сопротивления диода и транзистора пренебрежимо малы. Это допущение не приводит практически к ошибке, так как нелинейность создается резким изменением U_L, равным $\Delta U_{ост} = U_Т + U_Д$

(см. рис. 10). Неприятное следствие такой коррекции — возрастание потерь мощности. В такой схеме ток через диод и транзистор протекает в течение всего интервала прямого хода развертки в результате чего потери мощности возрастают на 3—4 *вт*.

Второй способ улучшения линейности развертки заключается в использовании насыщенного дросселя. Насыщенный дроссель включают последовательно с отклоняющими катушками. Зависимость изменения индуктивности дросселя от тока выбирается такой, что происходит исправление нелинейности, возникающей из-за экспоненциального характера тока в катушках, и частично исправляется нелинейность из-за собственных изменений $U_Т$ и $U_Д$. Этот способ очень широко применяется в ламповых схемах развертки. В транзисторных схемах можно использовать комбинацию из первого и второго способов.

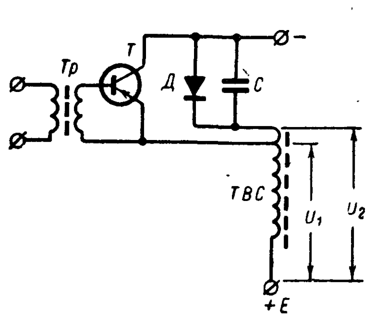


Рис. 11. Схема выходного каскада с коррекцией нелинейности.

Рассмотрим вопрос о потерях мощности в схеме. Мощность рассеивается на ключе во время прямого хода развертки, когда ключ насыщен, и при переключении ключа. Рассчитать мощность, рассеиваемую на ключе, можно приближенно по следующей формуле:

$$P_к = \frac{3}{5} I_0 U_{ост} + \frac{I_0 U_{кm} t_ф}{6T}, \qquad (16)$$

где $t_ф$ — время запирания транзистора.

Если диод и транзистор включены через автотрансформатор, то мощность, рассеиваемая на ключе, увеличивается еще на 3—4 *вт*.

Значительная доля мощности рассеивается и на активном сопротивлении отклоняющих катушек. Мощность, рассеиваемую в отклоняющих катушках, приближенно можно подсчитать по формуле

$$P_{о.с} = 0,54 \frac{W_М}{\tau}, \qquad (17)$$

где τ — постоянная времени отклоняющих катушек.

Кроме этого, мощность рассеивается в результате скин-эффекта в отклоняющих катушках, в магнитопроводе и в обмотках строчного трансформатора, в конденсаторе C. Экспериментально установлено, что ток, потребляемый выходным каскадом, составляет 10% от полного тока ключа. На основании этого можно получить простую формулу для расчета полной мощности потерь в схеме:

$$P_п \approx 10^4 W_М, \quad дж/сек. \qquad (18)$$

Выражение (18) является эмпирическим и дает ошибку в расчетах в зависимости от технологии схемы. При удачном технологическом выполнении схемы удается несколько уменьшить полную мощность

потерь, прежде всего за счет уменьшения потерь в ключе и строчном трансформаторе.

На основе приведенного анализа далее даются примеры расчета и конструирования схем строчной развертки для телевизоров различных классов.

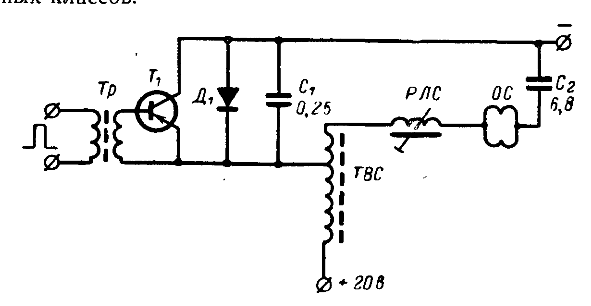


Рис. 12. Схема выходного каскада.

Конструирование и расчет схем строчной развертки для черно-белых кинескопов. Используя выражение (12), определим разрывную мощность предполагаемого транзистора:

$$P_р = 500 \cdot 10^3 W_М \approx 1\,000 \text{ ва}.$$

Выбираем напряжение на транзисторе 160 *в* (рис. 12). Определим ток через ключ: $I_0 = P_р / U_{кm} \approx 7$ *а*. Напряжение источника питания $E = U_{кm}/7{,}5 \approx 20$ *в*. Вычислим индуктивность отклоняющей системы, приведенную к транзистору:

$$L = \frac{2W}{I_0^2} = 80 \text{ мкгн}.$$

Сразу заметим, что если индуктивность готовой отклоняющей системы отличается от величины, полученной расчетным путем, ее следует включать с некоторым коэффициентом трансформации, чтобы величина индуктивности, приведенной к транзистору, равнялась 80 *мкгн*.

Отклоняющая система подключена через конденсатор C_2, который корректирует ток отклоняющих катушек. Такая коррекция необходима для кинескопов с большим углом отклонения и плоским экраном. При постоянной угловой скорости луча его линейная скорость на широком экране будет меняться (увеличиваться на краях), поэтому последовательный контур, образованный отклоняющими катушками и конденсатором C_2, настраивают так, чтобы ток отклоняющих катушек изменялся медленнее в начале и конце прямого хода. Емкость конденсатора C_2 рассчитывается по эмпирической формуле

$$C_2 = \frac{8}{L\omega_{стр}^2} \approx 6{,}8 \text{ мкф}, \tag{19}$$

где $\omega_{стр} = 2\pi f_{стр}$.

Емкость конденсатора C_1 рассчитывается по длительности обратного хода развертки:

$$C_1 = \frac{T^2_{\text{о.х}}}{\pi^2 L} \approx 0{,}23 \text{ мкф}. \quad (20)$$

Через конденсатор C_1 протекают большие токи, и он часто сильно нагревается, поэтому желательно применять конденсаторы типа КБГ-М2.

В этой схеме транзистор и диод подключены в одну точку, так как на германиевом транзисторе небольшое остаточное напряжение, и нелинейность корректируется только дросселем.

Трансформатор (ТВС) наматывают проводом ПЭВ-2 диаметром 0,8—1 *мм* на ферритовом магнитопроводе того же типа, что и ТВС 110А в ламповой схеме, или на ферриговом магнитопроводе из материала НМС. Транзистор подключается к обмотке между 30-м и 40-м витками. При этом индуктивность обмотки в 20—30 раз больше индуктивности отклоняющей системы, пересчитанной по входу транзистора. Рассчитаем мощность, рассеиваемую транзистором (16):

$$P_{\text{к}} = \frac{3}{5} I_0 U_{\text{ост}} + \frac{P_{\text{p}} t_{\text{ф}}}{6T} \approx 5{,}1 \text{ вт}$$

при $t_{\text{ф}} = 1$ *мксек*.

Чтобы обеспечить надежную работу транзистора, его следует располагать на радиаторе, площадь теплоотвода которого должна быть не менее 60 *см*².

Определим коэффициент трансформации согласующего трансформатора *Тр* с помощью формул (4), (5):

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{б.в}} \left(1 + \frac{t_2}{t_1}\right) \approx 2{,}6 \text{ в};$$

$$n = \frac{2E}{3U_{\text{вх}}} \approx 5.$$

Согласующий трансформатор изготовляется в броневом сердечнике Б30 или Б36 из материала 2000НМ или 1500НМ. Выходная обмотка содержит 20—25 витков, намотанных проводом ПЭВ-2 диаметром 0,8 *мм*, а первичная обмотка — 120 витков проводом ПЭВ-2 диаметром 0,27 *мм*.

Теперь произведем расчет выходного каскада с унифицированной отклоняющей системой ОС110А. Индуктивность отклоняющих катушек в этом случае равна 3,5 *мгн*, поэтому они подключаются к транзистору с большим коэффициентом трансформации.

Так как кремниевые транзисторы обладают большим напряжением насыщения, их выгодно использовать при малых токах и больших напряжениях. Задаемся напряжением $U_{\text{к}m} = 180$ *в*. Так как $P_{\text{р}} = 1\,000$ *ва*, то $I_0 = P_{\text{р}}/U_{\text{к}m} \approx 5{,}6$ *а*. Напряжение источника питания $E = U_{\text{к}m}/7{,}5 = 24$ *в*. Индуктивность, пересчитанная к транзистору, $L = U^2_{Lm}/2W_{\text{М}}\omega^2_0 \approx 100$ *мкгн*. Коэффициент включения отклоняющих катушек $n = \sqrt{L/L'} \approx 6$.

Емкость конденсатора, определяющего длительность обратного хода,

$$C_1 = \frac{T_{\text{о.х}}^2}{\pi^2 L} \approx 0,17 \text{ мкф}.$$

Для улучшения линейности диод включен с коэффициентом трансформации

$$n = \frac{E + U_Д}{E - U_Т} \approx 1,2,$$

т. е. через 5—7 витков после транзистора. В результате комбинированной коррекции коэффициент нелинейности можно довести до 5—8%.

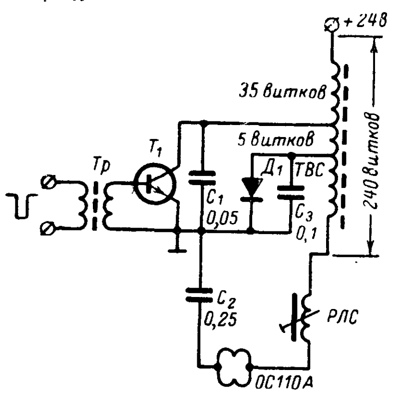


Рис. 13. Схема выходного каскада для отклоняющей системы ОС110А.

Мощность, рассеиваемая каскадом, определяется по вышеприведенным формулам (16), (17), (18): $P_к \approx 10$ *вт*; $P_{о.с} \approx 2,3$ *вт*; $P_п \approx$ ≈ 22 *вт*. Определяем коэффициент трансформации согласующего трансформатора:

$$n = \frac{E}{U_{вх}} \approx 2,5 - 3.$$

Пользуясь табл. 1 и методикой расчета, описанной выше, можно произвести расчет схемы для указанных в таблице кинескопов. Полная схема блока строчной развертки дана на рис. 14.

Таблица 1

Параметры	Тип кинескопа			
	16ЛК	23ЛК	40ЛК	47/59ЛК
$W_М$, *мдж*	0,13	0,45	1,3	2,1
$U_а$, *кв*	8	10	15	15

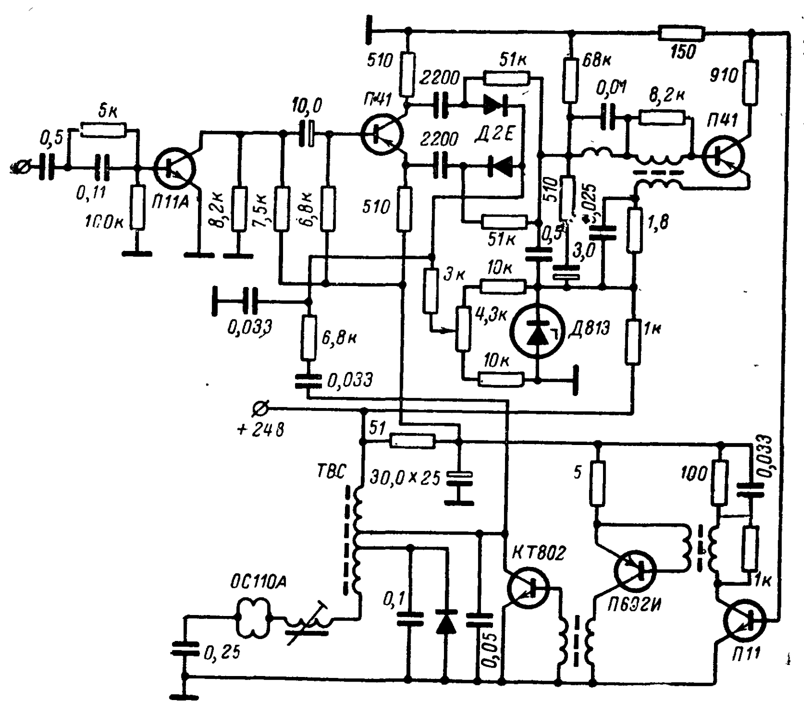


Рис. 14. Полная схема блока строчной развертки.

СХЕМЫ СТРОЧНОЙ РАЗВЕРТКИ ДЛЯ ЦВЕТНЫХ ТЕЛЕВИЗОРОВ

Технические требования к развертке для цветных кинескопов. Рассмотрим технические требования к разверткам для масочного кинескопа с углом отклонения 70° и трехпрожекторного хроматрона с углом отклонения 70°.

Цветной кинескоп с теневой маской имеет три электронных прожектора, лучи которых фокусируются в отверстия теневой маски и высвечивают на экране три цветных пятна. Для того чтобы создать необходимую яркость свечения экрана, анодное напряжение должно быть не менее 23—25 *кв*. Так как большая часть электронов оседает на маске (80%), мощность высоковольтного источника весьма велика — 25 *вт*. Большой диаметр горловины (система из трех прожекторов), высокое значение напряженности электрического поля в зоне отклонения луча требуют большой энергии отклоняющего поля. Для обычной седлообразной отклоняющей системы с индуктивностью строчных катушек 12 *мгн* при последовательном включении и 3 *мгн* при параллельном энергия магнитного поля равна приблизительно 5,3 *мдж*. Разрывная мощность ключа в схеме с масочным кинескопом должна быть не менее 3 *ква*.

Высокое качество изображения на масочном кинескопе обеспечивается сложной схемой динамической сходимости. Эта схема создает дополнительные корректирующие отклоняющие поля для того, чтобы каждый луч точно проходил через отверстие маски и попадал на соответствующий люминофор.

Выходной каскад строчной развертки должен обеспечивать разрывную мощность не менее 3 *ква* при коэффициенте нелинейных искажений не более 8%.

Кинескоп типа хроматрон, как и масочный кинескоп, работает со схемой динамической сходимости. Его преимущество заключается в сравнительно малой мощности высоковольтного источника (5—7 *вт*), так как отсутствует теневая маска и почти весь электронный поток попадает на люминофор. Мощность отклонения у хроматронов значительно меньше, чем у масочных кинескопов, так как отклонение электронных лучей происходит в сравнительно слабом электрическом поле. Разрывная мощность ключа равна приблизительно 500 *ва*.

Выбор и расчет схемы строчной развертки. Поскольку кинескоп масочного типа требует значительно большей мощности для развертки, чем другие кинескопы, мы более подробно остановимся на предельных возможностях схем с различными транзисторами и вариантами их включения. Как известно, разрывная мощность ключа для масочного кинескопа равна 3 *ква*. Допустимая разрывная мощность транзисторов 1,5 *ква*, следовательно, для масочного кинескопа надо создать схему по крайней мере на двух транзисторах. Возможно параллельное и последовательное включение транзисторов. В первой схеме удвоение разрывной мощности происходит за счет удвоения тока ключа. Однако схема параллельного включения имеет ряд недостатков. Распределение тока между транзисторами будет различным, так как оба транзистора имеют разные напряжения насыщения, поэтому необходимы специальные схемы, в которых токи распределяются одинаково, но эти схемы весьма неэкономичны. Следует заметить, что увеличивать разрывную мощность надо за счет повышения напряжения ключа, а не тока, так как при этом растут потери в схеме.

При последовательном включении транзисторов допустимое напряжение на ключе возрастает в 2 раза. Во время прямого хода, когда оба транзистора открыты, через них протекает один и тот же ток, а общее падение напряжения на ключе равно сумме падений напряжений на каждом транзисторе.

В начале обратного хода развертки транзисторы начинают запираться неодновременно, поэтому импульсное напряжение на транзисторах распределяется не поровну и возникает опасность пробоя одного из транзисторов. Это существенный недостаток схемы с последовательным включением транзисторов. Рассмотрим два способа выравнивания напряжений на транзисторах. Шунтирование транзисторов конденсаторами несколько уменьшает разницу в напряжениях, однако не устраняет этот недостаток полностью. Если транзисторы отличаются по времени выключения не более чем на 0,1—0,15 *мксек*, то этот способ может быть использован (рис. 15,*а*). Дополнительные потери мощности в схеме с двумя последовательно включенными транзисторами зависят от разности времени выключения транзисторов. Они имеют большой разброс по времени выключения, поэтому для выравнивания напряжений используется схема, показанная на рис. 15,*б*. Напряжения на транзисторах в этой схеме

поддерживаются одинаковыми благодаря автотрансформаторному подключению. Транзистор с большим временем выключения рассеивает большую мощность. Эта схема дает достаточную надежность и вполне удовлетворительные результаты по линейности. В базовой цепи транзисторов включают RC-цепочки, которые создают автосмещения, зависящие от входного сопротивления.

В схеме с двумя транзисторами целесообразно использовать германиевые транзисторы с малым остаточным напряжением. Поскольку в данной схеме транзисторы должны работать с максимальной разрывной мощностью, ее можно снизить уменьшением максимального значения напряжения или тока ключа при сохранении энергии в индуктивности при переходе от синусоидальной формы импульса к прямоугольной. Это достигается применением параллельных контуров, настроенных на кратные высшие гармоники частоты колебаний во время обратного хода (рис. 16,*а*). Практически используется один контур, настроенный на третью гармонику. Форма напряжения на ключе в такой схеме дана на рис. 16,*б*. Применять параллельный контур для коррекции напряжения целесообразно в таких схемах, где используется высокочастотный транзистор, ибо низкочастотный транзистор рассеивает большую мощность при выключении (рис. 17). Если высоковольтная катушка размещена на выходном трансформаторе, то ее настраивают на третью гармонику частоты обратного хода, так как при этом можно не делать корректирующего контура.

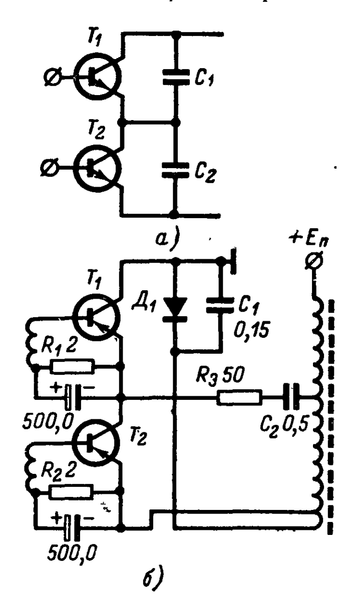


Рис. 15. Варианты схем выходного каскада с двумя транзисторами.

Теперь перейдем к расчету схемы строчной развертки масочного кинескопа. Для уменьшения остаточного напряжения транзисторов выбираем режим с меньшим током и большим напряжением. Чтобы использовать транзистор полностью по напряжению, применим контур, настроенный на третью гармонику частоты колебаний во время обратного хода развертки. Задаемся напряжением на транзисторе с учетом корректирующего контура 160 *в*. Это эквивалентно импульсу напряжения 200 *в* без коррекции. Эквивалентное напряжение на ключе равно 400 *в*. Ток транзисторов $I_0 = P_р/U_{кт} \approx 7{,}5$ *а*. Напряжение источника питания $E = U_{кт}/7{,}5 = 53$ *в*.

Индуктивность отклоняющих катушек, пересчитанная к транзистору, $L' \approx 130$ *мкгн*. Индуктивность отклоняющих катушек 3 *мгн*. Коэффициент включения отклоняющей системы

$$n = \sqrt{\frac{L}{L'}} \approx 4{,}8.$$

В базовых цепях транзисторов включены RC-цепочки, в которых $R=2$ *ом*, $C=500{,}0$ *мкф*. Выходной строчный трансформатор наматывается на специальный сердечник из материала НМС, транзисторы подключаются к 30-му и 60-му витку, отклоняющая система — к 280-му витку.

Для улучшения линейности используется насыщенный дроссель. Постоянный ток, потребляемый от источника, составляет 0,1 от пол-

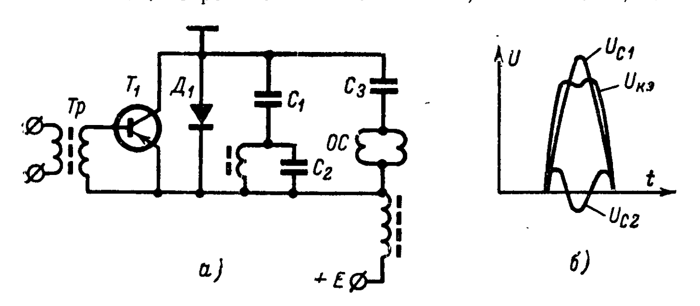


Рис. 16. Схема с коррекцией импульса напряжения.

ного размаха тока в ключе, т. е. 1,5 *а*. Отсюда следует, что максимальный ток через транзисторы

$$I_{кm} = 7{,}5 + 1{,}5 = 9\ a.$$

Высоковольтный блок. Для черно-белых кинескопов высокое напряжение порядка 10—15 *кв* получают выпрямлением высоковольтного импульса обратного хода строчной развертки. Мощность этого источника должна быть 1—1,5 *вт*, и поэтому режим работы выходного каскада меняется мало при подключении высоковольтного выпрямителя.

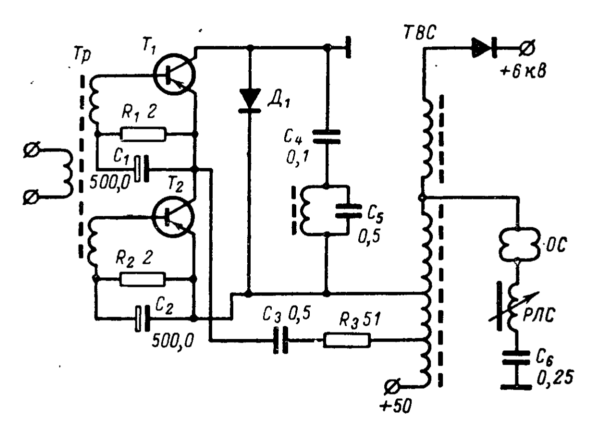


Рис. 17. Схема выходного каскада блока строчной развертки для масочного кинескопа.

Для цветных кинескопов необходима гораздо большая мощность источника высокого напряжения (от 5 до 25 *вт*). Вследствие этого целесообразно получать высокое напряжение не от выходного каскада строчной развертки, а от специального каскада, который работает в ключевом режиме синхронно с выходным каскадом строчной развертки. Трансформатор, используемый в любом высоковольтном

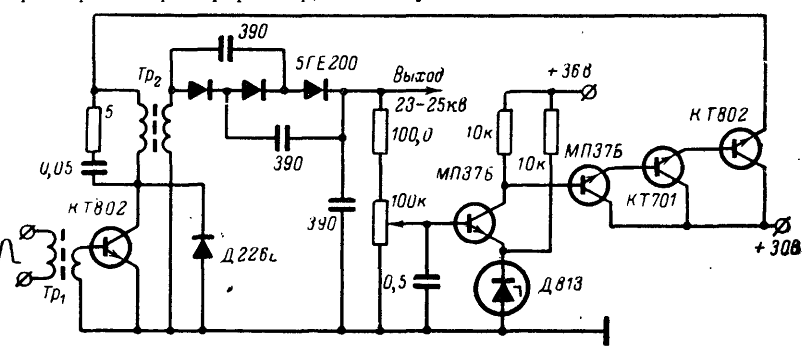


Рис. 18. Схема высоковольтного стабилизированного источника питания.

источнике питания, является сложной колебательной системой. Потери энергии в этой схеме восполняются ключевым каскадом, который в течение некоторого времени t с периодом строчной развертки T передает энергию высоковольтной катушке. Регулирующий каскад в предлагаемой схеме изменяет напряжение питания выходного ключевого каскада. При уменьшении выходного напряжения регулирующий каскад — проходной транзистор — открывается сильнее, и таким образом увеличивается напряжение на выходном каскаде. Схема высоковольтного блока показана на рис. 18.

Цепь обратной связи включает в себя высоковольтный делитель напряжения и усилитель постоянного тока. Если высоковольтные выпрямители имеют небольшое остаточное напряжение, то высоковольтный делитель можно исключить, а напряжение обратной связи получать с дополнительной обмотки. На проходной транзистор поступает усиленное напряжение обратной связи.

ВЫХОДНОЙ КАСКАД НА ТИРИСТОРЕ

Кремниевые управляемые вентили (КУВ) — тиристоры, представляющие собой три последовательно соединенных электронно-дырочных перехода, могут быть использованы в выходном каскаде строчной развертки в качестве ключа. Его типичные вольт-амперные характеристики приведены на рис. 19. На этом же рисунке показаны статические параметры, представляющие наибольший интерес с точки зрения применения. К ним относятся: напряжение переключения, максимальный средний ток открытого тиристора, прямое падение напряжения на открытом тиристоре, максимальное обратное напряжение, ток переключения, ток утечки, ток выключения.

При увеличении тока управляющего электрода напряжение переключения уменьшается. При достаточно больших значениях тока управления вольт-амперная характеристика управляемого переключателя вырождается в прямую ветвь вольт-амперной характеристики обычного плоскостного диода. В качестве параметра, характеризующего управляющие свойства прибора, обычно используется ток управляющего электрода, соответствующий спрямлению вольт-ам-

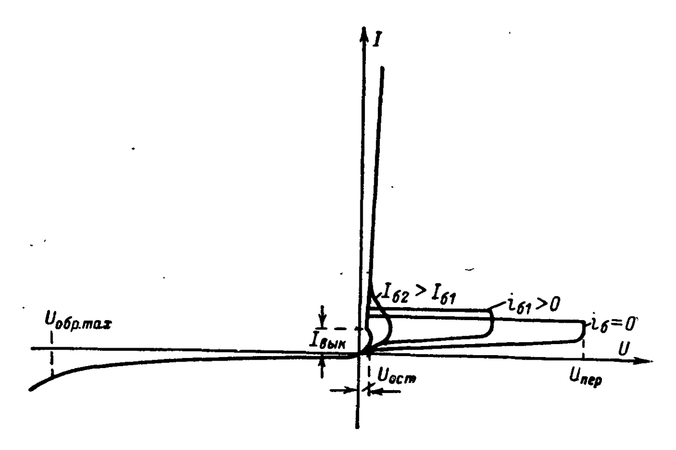


Рис. 19. Вольт-амперная характеристика *p-n-p-n* структуры.

перной характеристики. Этот параметр принято называть **током управления спрямления**.

Частотный предел схем на тиристорах определяют: $\tau_{вкл}$ — время включения, в течение которого прибор после подачи управляющего импульса переключается в проводящее состояние, и $\tau_{выкл}$ — время выключения, в течение которого прибор после отключения напряжения питания переходит из отпертого состояния в запертое. Время включения складывается из времени задержки и длительности фронта. При импульсах тока управляющего электрода, незначительно превышающих по амплитуде значение постоянного тока, обеспечивающего переключение, время включения практически определяется временем задержки. Увеличением амплитуды импульса тока управляющего электрода величина времени задержки может быть существенно снижена. Практически это происходит при импульсах тока в 3—5 раз превышающих значение постоянного тока, обеспечивающего переключение. Время фронта лишь незначительно зависит от амплитуды тока управляющего электрода. Время включения увеличивается при уменьшении напряжения источника питания, увеличении тока нагрузки и увеличении индуктивности нагрузки.

После открывания вентиль переходит в состояние насыщения и на нем устанавливается напряжение, равное остаточному. Следует заметить, что если вентиль работает в режиме коротких импульсов (длительность импульса соизмерима с временем включения), то падение напряжения на вентиле несколько больше, чем $U_{ост}$, опреде-

ленное в статическом режиме. Это обстоятельство необходимо учитывать при расчете мощности, рассеиваемой на вентиле.

Кремниевый управляемый вентиль сравнительно легко включается, однако для его запирания необходимо подать отрицательное напряжение. Столь сложные условия запирания делают его в ряде случаев менее удобным переключателем, чем транзистор. Сравнительно большое время запирания ограничивает возможности управляемых вентилей во многих импульсных схемах. Время запирания вентиля определяется в основном средним временем жизни носителей заряда в базе типа *n*. В меньшей степени время запирания зависит от тока, при котором вентиль выключается:

$$\tau_{\text{вык}} = \tau_{\text{ср}} \ln \frac{I}{I_{\text{вык}}}, \qquad (21)$$

где $\tau_{\text{вык}}$ — время выключения;

$\tau_{\text{ср}}$ — среднее время жизни носителей;

I — ток через вентиль до момента выключения;

$I_{\text{вык}}$ — ток выключения вентиля.

В начале процесса запирания, когда все области структуры *p-n-p-n* типа находятся в режиме насыщения, происходит рассасывание заряда из крайних областей и ток через вентиль не изменяется. Затем происходит резкий спад тока и восстановление высокого сопротивления одного из крайних переходов структуры *p-n-p-n* типа. Пока один из переходов не восстановит своего сопротивления, на вентиле не может установиться отрицательное напряжение. С момента установления отрицательного напряжения главную роль играет второй этап процесса запирания — рекомбинация носителей в базе.

Вентиль считается запертым, если после подачи на него положительного напряжения проводимость его остается низкой. Длительность первого этапа (запирание в условиях высокой проводимости) весьма мала по сравнению с полным временем запирания.

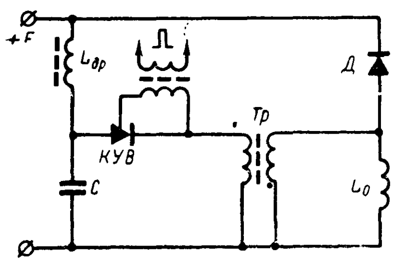


Рис. 20. Схема выходного каскада строчной развертки на тиристоре.

Схема выходного каскада строчной развертки с применением управляемых вентилей. В выходных каскадах строчной развертки наиболее часто используется схема двустороннего ключа. Важнейшее свойство ключа в такой схеме заключается в способности запираться при протекании большого тока и выдерживать большие напряжения при запирании.

Кремниевый управляемый вентиль не обладает такими свойствами, поэтому не может быть использован в такой схеме и во всякой другой, где необходимо разрывать ток в катушке индуктивности. Применение управляемого вентиля почти всегда связано с наличием накопительного конденсатора, который разряжается через открытый КУВ до некоторого отрицательного напряжения, создавая этим условия для запирания вентиля.

Основная схема состоит из трех секций (рис. 20): секции накопления, секции трансформации, секции переключения. В секции накопления происходит накопление электрической энергии конденсатором, который заряжается от источника питания через индуктивность дросселя $L_{др}$. Целесообразно включать КУВ в такие моменты времени, когда напряжение на конденсаторе максимально. При этом ток дросселя равен нулю. После открывания вентиля конденсатор разряжается на индуктивность:

$$L_э = \frac{L_{др} L'_0}{L_{др} + L'_0}; \quad L'_0 = \frac{L_0}{n^2}, \tag{22}$$

где n — коэффициент трансформации;
L_0 — индуктивность отклоняющих катушек.

Пока КУВ открыт, происходит трансформация энергии, накопленной в конденсаторе, в энергию магнитного поля отклоняющих катушек. Ток разряда конденсатора в первом приближении является синусоидальной функцией времени. Когда напряжение U_c становится равным нулю, ток отклоняющих катушек I_L будет максимальным. Энергия магнитного поля также максимальна. Конденсатор начинает перезаряжаться, и энергия отклоняющих катушек уменьшается. Главным элементом секции трансформации является повышающий трансформатор. Трансформатор включен инверсно, поэтому знак напряжения на вторичной обмотке противоположен знаку напряжения на первичной обмотке. Вследствие этого разряд конденсатора через трансформатор создает на отклоняющих катушках высоковольтный отрицательный импульс напряжения, поддерживающий диод *Д* в запертом состоянии. Перезаряд конденсатора сопровождается изменением полярности напряжения на первичной и вторичной обмотках, при этом ток отклоняющих катушек уменьшается. Как только напряжение на вторичной обмотке достигнет величины $E+U_д$, диод *Д*, выполняющий функцию демпфера, откроется ($U_д$ — прямое падение напряжения на открытом диоде). Поскольку $U_д$ весьма мало по сравнению с величиной E, мы не будем учитывать прямое падение напряжения на диоде.

После открывания диода *Д* напряжение на вторичной обмотке поддерживается равным E. Конденсатор C к моменту открывания демпфера заряжается до величины, равной E/n. Открытый диод шунтирует вторичную обмотку трансформатора. В результате этого при открывании диода происходит изменение параметров колебательного контура, образованного емкостью C, индуктивностью рассеивания трансформатора L_s и индуктивностью L_0. Индуктивность L_0 шунтируется открытым диодом. Таким образом, частота собственных колебаний контура CL_0 резко возрастает, и ток, протекающий через C_1, КУВ и L_s, уменьшается очень быстро. Ток через КУВ падает до нуля, а напряжение на емкости C_1 становится равным $\frac{E}{n} + \Delta U$. Так как КУВ не пропускает ток в обратном направлении, колебания срываются и к тиристору прикладывается обратное напряжение, равное ΔU. Пока к КУВ приложено обратное напряжение, он полностью закрыт.

Таким образом, открывание демпфирующего диода прекращает трансформацию энергии из секции накопления в отклоняющие катушки, и начинается процесс запирания вентиля. Начиная с этого

момента, накопительный конденсатор вновь перезаряжается через дроссель. Условия запирания вентиля сохраняются, пока на конденсаторе имеется отрицательное напряжение. К моменту открывания вентиля ток отклоняющих катушек падает до нуля, а напряжение конденсатора возрастает до наибольшего значения. Затем описанный выше процесс повторяется. Диаграмма токов и напряжений дана на рис. 21.

Практическая схема несколько отличается от рассмотренной. Ее главным недостатком является насыщение сердечника трансформатора. Во время прямого хода через вторичную обмотку протекает большая часть постоянной составляющей, так как сопротивление вторичной обмотки постоянному току меньше, чем сопротивление отклоняющих катушек. Насыщение сердечника трансформатора не позволяет получить требуемую полезную мощность, а потребляемая от источника мощность слишком велика. Схему можно значительно улучшить, исключив постоянную составляющую тока с помощью демпфирующего диода и специального дросселя. Такая схема изображена на рис. 22.

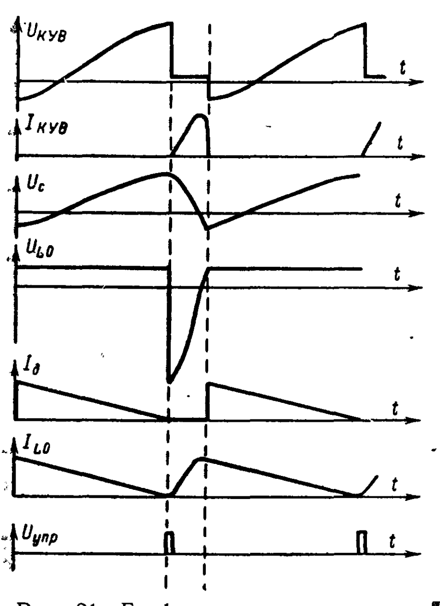


Рис. 21. Графики токов и напряжений в схеме выходного каскада на тиристоре.

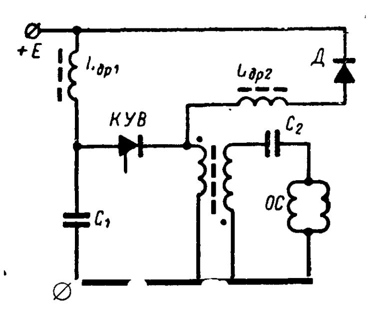


Рис. 22. Практическая схема выходного каскада строчной развертки на тиристоре.

Расчет схемы. Из описания работы схемы следует, что время прямого хода развертки составляет половину периода свободных колебаний контура, образованного индуктивностью дросселя и емкостью накопительного конденсатора:

$$T_{\text{п.х}} = \frac{\pi}{\omega}, \tag{23}$$

где $\omega = 1/\sqrt{L_{\text{др}}C}$. Длительность обратного хода несколько больше, чем четверть периода свободных колебаний, однако для инженерных

расчетов с достаточной точностью можно принять:

$$T_{о.х}=\frac{\pi}{2\omega_0}, \qquad (24)$$

где $\omega_0=1/\sqrt{L_э C}$.

Строгий анализ схемы дает следующие выражения для расчета элементов схемы:

коэффициент трансформации строчного трансформатора

$$n=\frac{\pi T_{п.х}}{4T_{о.х}}; \qquad (25)$$

индуктивность дросселя

$$L_{др}=\frac{4L_0}{n^2}; \qquad (26)$$

емкость накопительного конденсатора

$$C=\frac{T^2_{п.х}}{4L_0}; \qquad (27)$$

напряжение источника питания $E=I_m L_0/T_{п.х}$, где I_m — размах тока в отклоняющих катушках.

Если задана индуктивность отклоняющей системы, то по приведенным формулам можно произвести полный расчет схемы. В том случае, когда индуктивность отклоняющих катушек неизвестна, следует задаться величиной напряжения источника питания, учитывая максимальное напряжение, которое можно подавать на вентиль:

$$L_0=\frac{2E^2T^2_{п.х}}{W_М}, \qquad (28)$$

где $W_М$ — магнитная энергия отклоняющей системы.

После определения L_0 производится дальнейший расчет схемы. Его можно упростить, приняв:

$$L_э=0,1L_0;\ U_{cm}=2,6E;\ n^2=\pi^2=10;\ L_{др}=0,4L_0. \qquad (29)$$

Конструкция элементов схемы. Строчный трансформатор должен иметь малую величину индуктивности рассеивания и высокую индуктивность обмоток. Выполнение этих требований одновременно возможно при отсутствии воздушного зазора, высоком значении магнитной проницаемости сердечника и минимальном числе витков в обмотках. Воздушный зазор делается наименьшим, если в схеме имеется компенсация постоянного подмагничивания первичной обмотки. Применяемый в описанных схемах строчный трансформатор можно выполнить в двух вариантах: на ферритовом сердечнике типа ПК40×16 из материала 2000 НМ-1, на ферритовом сердечнике ТВС-110-А.

На сердечнике типа ПК40×16 первичная обмотка была намотана виток к витку проводом ПЭВ-2 диаметром 0,8 *мм* и содержит

40 витков. Вторичная обмотка намотана поверх первичной виток к витку проводом ПЭВ-2 диаметром 0,5 *мм*, число витков равно 120. На магнитопроводе ТВС-110-А обмотки наматывались так же. Число витков соответственно 50 и 150. Индуктивность вторичной обмотки трансформатора по экспериментальным данным должна составлять $10L_0$.

Дроссель секции накопления наматывается на ферритовом сердечнике типа Ш-12 2000 НМ. Диаметр провода 0,6—0,8 *мм*.

Дроссель для разделения переменной и постоянной составляющих тока наматывается на магнитопроводе от выходного строчного трансформатора телевизора «Экран». Магнитопровод набирается из тонких пластин толщиной 0,15—0,2 *мм*. Диаметр провода 0,6—0,8 *мм*, индуктивность дросселя $20L_0$.

Накопительный конденсатор лучше применять типа КБП и КБГ, так схема работает при больших токах.

ОГЛАВЛЕНИЕ

ПЛАН МРБ НА 1968 г.

Книги, перешедшие с 1967 г.

641. Кузнецов А. С. Простой осциллограф. 2 л. 30 000 экз. 8 к.

642. Метузалем Е. В. и Рыманов Е. А. Приемные телевизионные антенны. 3 л. 100 000 экз. 12 к.

643. Метузалем Е. В. и Рыманов Е. А. Приемные телевизионные антенны. 2 л. 100 000 экз. 8 к.

648. Мазо Я. А. Магнитная лента. 6 л. 60 000 экз. 24 к.

649. Тихомиров В. С. Кадровая развертка на транзисторах. 5 л. 60 000 экз. 20 к.

651. Толмасский И. С. Высокочастотные магнитные материалы. 6 л. 60 000 экз. 24 к.

653. Малинин Р. М. Выходные трансформаторы. Изд. 2-е. 3 л. 70 000 экз. 12 к.

654. Гумеля Е. Б. Выбор схем транзисторных приемников. Изд. 2-е, 5 л. 100 000 экз. 20 к.

657. Кузинец Л. М. Узлы развертывающих устройств телевизора. 3 л. 100 000 экз. 12 к.

665. Ломанович В. А., Стрижевский И. В. Химотронные приборы. 2,2 л. 40 000 экз. 2 к.

675. Ежегодник радиолюбителя. Под редакцией Э. Т. Кренкеля.

ПЛАН 1968 г.

Общие вопросы

Кузнецов А. С. Надежность радиолюбительской аппаратуры. 5 л. 30 000 экз. 20 к.

Малинин Р. М. Справочник по транзисторным схемам, 12 л. 100 000 экз. 48 к. вып. 664.

Радиоэлектроника и новая техника

Базаров В. К. Полупроводниковые лазеры и их применение. 5 л. 25 000 экз. 20 к.

Крайзмер Л. П. и Сочивко В. П. Бионика. Изд. 2-е, 11 л. 40 000 экз. 44 к.

Моргулев А. С. и Сонин Е. К. Полупроводниковые системы зажигания. 5 л. 500 000 экз. 20 к. вып. 669.

Полянин О. В. и Ушаков Е. В. Оптико-электронные схемы и устройства. 6 л. 40 000 экз. 24 к.

Рассказы о биоэлектронике. Под ред. Иваницкого. 6 л. 25 000 экз. 24 к.

Ринский В. И. Экономические счетчики импульсов. 3 л. 30 000 экз. 12 к.

Стопский С. Б. Логические схемы на полупроводниках и их применение. 6 л. 25 000 экз. 24 к.

Радиоприемники, усилители

Априков Г. В. Регуляторы усиления. 6 л. 50 000 экз. 24 к.

Васильев В. А. Самодельные коротковолновые приемники на транзисторах. 4 л. 400 000 экз. 16 к.

Веневцев М. К. Переделка ламповых приемников на транзисторные. 6 л. 50 000 экз. 24 к.

Гендин Г. С. Высококачественные любительские усилители низкой частоты. Изд. 2-е. 8 л. 75 000 экз. 32 к. Вып. 663.

Клейнер И. М. и Шпекторов Л. Н., Растянутые диапазоны. 4 л. 75 000 экз. 16 к. Вып. 667.

Кокачев В. Л. Простые радиоприемники на транзисторах. 7 л. 50 000 экз. 28 к.

Попов П. А. Обратная связь в транзисторных усилителях. 4 л. 40 000 экз. 16 к.

Синельникова А. Х. Бестрансформаторные транзисторные усилители НЧ. 3 л. 60 000 экз. 12 к.

Соболевский А. Г. Почему появились искажения? 8 л. 75 000 экз. 32 к.

Цыкин Г. С. Усилители электрических сигналов. Изд. 2-е, 28 л. 75 000 экз. 1 р. 27 к. Вып. 672.

Телевидение

Дризе Е. М. Строчная развертка на полупроводниковых приборах. 4 л. 50 000 экз. 16 к.

Ельяшкевич С. А. Отыскание неисправностей и настройка телевизоров. Изд. 2-е. 19 л. 150 000 экз. 91 к.

Метузалем Е. В. и Рыманов Е. А. Телевизоры «Старт», «Старт-2», «Старт-3». Изд. 2-е. 10 л. 100 000 экз. 40 к.

Пилтакян А. М. Блоки и узлы для любительского телевизора. 7 л. 75 000 экз. 28 к.

Сотников С. К. Дальний прием телевидения. Изд. 2-е. 6 л. 100 000 экз. 24 к. Вып. 668.

Тарасов В. С. Новая жизнь телевизора. 6 л. 100 000 экз. 24 к.

Шор К. Г. Блоки ПТК на транзисторах. 4 л. 50 000 экз. 16 к. Вып. 671.

Шумихин Ю. А. Телевизионный сигнал. 6 л. 50 000 экз. 24 к. Вып. 666.

Звукозапись

Ашихманов Ю. А. Устройство для синхронного озвучения 8-миллиметровых любительских фильмов. 3 л. 50 000 экз. 12 к.

Ганзбург М. Д. Микшеры. 3 л. 100 000 экз. 12 к.

Кругликов Д. А. Лентопротяжные механизмы портативных магнитофонов. 6 л. 50 000 экз. 24 к.

Румянцев А. Н. Карманный и автоматический диктофоны. 5 л. 100 000 экз. 20 к.

Измерения, измерительная аппаратура

Васильев В. А. и Веневцев М. К. Лаборатория начинающего радиолюбителя. 4 л. 75 000 экз. 16 к.

Глузман И. А. Любительский широкодиапазонный транзисторный генератор стандартных сигналов. 3 л. 60 000 экз. 12 к.

Редькина Л. И. и Редькин Б. Е. Электронные коммутаторы к осциллографам. 4 л. 75 000 экз. 16 к.

Соловов В. Я. Осциллографические измерения. 5 л. 50 000 экз. 20 к.

Сонин В. К. Цифровой вольтметр на транзисторах. 2 л. 50 000 экз. 8 к.

Электронные приборы, источники питания и материалы

Голубев Ю. Л. и Жукова Т. В. Справочник по электровакуумным приборам. 15 л. 100 000 экз. 80 к.

Загоровский К. О. и др. Типовые схемы включения электровакуумных и полупроводниковых приборов. 5 л. 100 000 экз. 20 к.

Зайцев Ю. В. Полупроводниковые стабилитроны. 3 л. (Справочная серия). 50 000 экз. 12 к.

Зайцев Ю. В. Полупроводниковые резисторы. 4 л. (Справочная серия). 75 000 экз. 16 к.

Леонтьев В. Ф. Зарубежные транзисторы широкого применения. 3 л. (Справочная серия). 75 000 экз. 12 к.

Рогинский В. Ю. Современные источники электропитания. 6 л. 25 000 экз. 24 к.